

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-187578

(43)Date of publication of application : 10.07.2001

(51)Int.Cl.

B62D 5/04  
H02P 21/00

(21)Application number : 11-374269

(71)Applicant : KOYO SEIKO CO LTD

(22)Date of filing : 28.12.1999

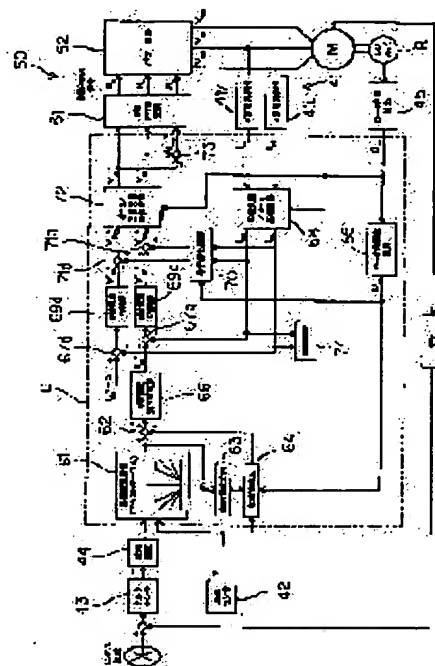
(72)Inventor : SAKAMAKI MASAHIKO

## (54) MOTOR CONTROL DEVICE FOR MOTOR-DRIVEN POWER STEERING

## (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a motor control device for a motor-driven power steering capable of improving a feeling of steering.

**SOLUTION:** The current command value  $I_a^*$  set on the basis of vehicle speed  $V$ , steering torque  $T$ , and the like is supplied to a q-axis current command value computing part 66. The q-axis current command value computing part 66 sets the q-axis current command value  $i_{q^*}$  in a d-q coordinate system by operation on the basis of the current command value  $I_a^*$ , whereas the d-axis current command value  $i_{d^*}$  is set to zero. A motor  $M$  is then feedback-controlled on the basis of each deviation between the d-axis current command value  $i_{d^*}$  and q-axis current command value  $i_{q^*}$  of the d-q coordinate system and a d-axis current  $i_d$  and a q-axis current  $i_q$  obtained by the three-phase alternating current/d-q coordinate transformation of an output signal of a motor current detecting circuit 41.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

01.09.2003

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(11)特許出願公開番号

特開2001-187578

(P2001-187578A)

(43)公開日 平成13年7月10日(2001.7.10)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

FI

テーマコード・(参考)

B 6 2 D 5/04

**B 6 2 D 5/04**

**3 D 0 3 3**

H O 2 P 21/00

H O 2 P 5/408

**A 5H5 7 6**

審査請求 未請求 請求項の数3 O.L (全 11 頁)

(21)出題番号

特願平11-374269

(22) 出題目

平成11年12月28日(1999. 12. 28)

(71)出願人 000001247

光洋精工株式会社

大阪府大阪市中央区南船場3丁目5番8号

(72) 究明者 酒巻 正彦

大阪市中央区南船場三丁目5番8号 光洋  
精工株式会社内

(74) 代理人 100075155

井理士 亀井 弘勝 (外2名)

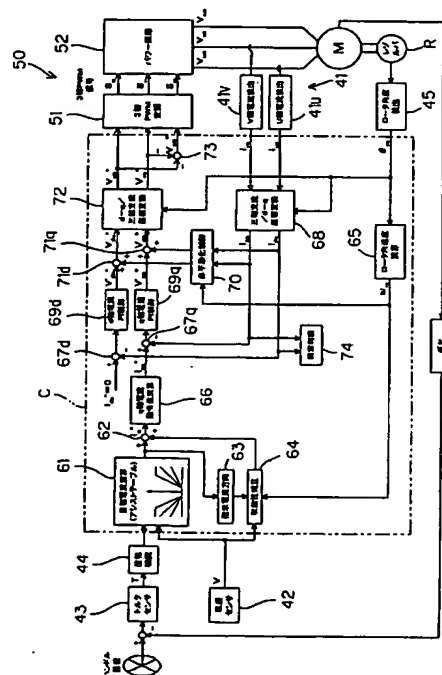
**最終頁に続く**

(54)【発明の名称】 電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置

(57) 【要約】

【課題】操舵フィーリングを向上できる電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置を提供する。

【解決手段】車速 $V$ や操舵トルク $T$ などに基づいて設定された電流指令値 $I_a^*$ は、 $q$ 軸電流指令値演算部66に与えられるようになっていいる。 $q$ 軸電流指令値演算部66は、電流指令値 $I_a^*$ に基づいて、 $d-q$ 座標系における $q$ 軸電流指令値 $i_{qa}^*$ を演算により設定する。一方、 $d$ 軸電流指令値 $i_{da}^*$ は零に設定される。そして、この $d-q$ 座標系の $d$ 軸電流指令値 $i_{da}^*$ および $q$ 軸電流指令値 $i_{qa}^*$ と、モータ電流検出回路41の出力信号を三相交流/ $d-q$ 座標変換して得られる $d$ 軸電流 $i_{da}$ および $q$ 軸電流 $i_{qa}$ との各偏差に基づいて、モータ $M$ がフィードバック制御される。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 電動モータが発生するトルクをステアリング機構に与えて操舵補助を行う電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置であって、

前記電動モータに与えるべき電流である電流指令値を設定する電流指令値設定手段と、

この電流指令値設定手段により設定される電流指令値に基づいて、 $d-q$ 座標系の  $d$  軸電流指令値および  $q$  軸電流指令値を設定する  $d-q$  指令値設定手段と、

この  $d-q$  指令値設定手段により設定される  $d$  軸電流指令値および  $q$  軸電流指令値に基づいて、前記電動モータに印加される電圧を制御する電圧制御手段とを含むことを特徴とする、電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置。

【請求項 2】 前記電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置は、前記電動モータに実際に流れる三相交流電流を検出する電流検出手段と、この電流検出手段によって検出される三相交流電流を  $d-q$  座標系の  $d$  軸電流および  $q$  軸電流に変換する三相交流/ $d-q$  座標変換手段とをさらに含み、

前記電圧制御手段は、前記  $d-q$  指令値設定手段により設定される  $d$  軸電流指令値および  $q$  軸電流指令値、ならびに前記三相交流/ $d-q$  座標変換手段から出力される  $d$  軸電流および  $q$  軸電流に基づいて、前記電動モータに印加される電圧をフィードバック制御するものであることを特徴とする請求項 1 記載の電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置。

【請求項 3】 前記三相交流/ $d-q$  座標変換手段から出力される  $d$  軸電流および  $q$  軸電流に基づいて、制御系に異常が生じているか否かを判断する異常判断手段をさらに含むことを特徴とする請求項 2 記載の電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は、電動モータが発生するトルクをステアリング機構に与えて操舵補助を行う電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 従来から、たとえば三相ブラシレスモータなどの電動モータが発生するトルクをステアリング機構に伝達し、これにより操舵の補助を行う電動パワーステアリング装置が知られている。このような電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置の構成は、図 4 に示されている。このモータ制御装置は、ハンドルに加えられた操舵トルクなどに基づいて定められる電流指令値  $i^*$  (実効値) を、モータ M のロータの角度  $\theta_{re}$  に基づいて三相交流座標系のベクトルである U 相電流指令値  $i_{ua}^*$  および V 相電流指令値  $i_{va}^*$  に変換する三相交流座標変換部 91 を備えている。上記ロータ角度  $\theta_{re}$  は、

モータ M に関連して設けられたレゾルバ R の出力信号に基づいてロータ角度検出回路 92 により検出される。

【0003】 U 相電流指令値  $i_{ua}^*$  および V 相電流指令値  $i_{va}^*$  は、それぞれ減算部 93u、93v に入力される。これらの減算部 93u、93v には、それぞれモータ M の U 相に実際に流れる電流である U 相電流  $i_{ua}$  を検出するための U 相電流検出回路 94u および V 相に実際に流れる電流である V 相電流  $i_{va}$  を検出するための V 相電流検出回路 94v の出力が与えられるようになっている。したがって、減算部 93u、93v からは、それぞれ U 相電流  $i_{ua}$  の U 相電流指令値  $i_{ua}^*$  に対する偏差および V 相電流  $i_{va}$  の V 相電流指令値  $i_{va}^*$  に対する偏差が出力されることになる。

【0004】 この減算部 93u、93v から出力される偏差は、それぞれ U 相電流 P I (比例積分) 制御部 95u および V 相電流 P I 制御部 95v に与えられる。また、U 相電流 P I 制御部 95u および V 相電流 P I 制御部 95v には、ロータ角度  $\theta_{re}$  の変化率であるロータ角速度  $\omega_{re}$  に基づいて P I ゲイン補正部 96 により設定された補正ゲインが入力されている。U 相電流 P I 制御部 95u および V 相電流 P I 制御部 95v は、減算部 93u、93v から入力される偏差および P I ゲイン補正部 96 から入力される補正ゲインに基づいて、それぞれ U 相電圧指令値  $V_{ua}^*$  および V 相電圧指令値  $V_{va}^*$  を求める。

【0005】 なお、上記ロータ角速度  $\omega_{re}$  は、ロータ角度検出回路 92 で検出されたロータ角度  $\theta_{re}$  に基づいてロータ角速度演算部 97 により求められる。U 相電圧指令値  $V_{ua}^*$  および V 相電圧指令値  $V_{va}^*$  は、3 相 PWM 変調部 98 に入力される。また、U 相電圧指令値  $V_{ua}^*$  および V 相電圧指令値  $V_{va}^*$  は、W 相電圧指令値算出部 99 にも入力されるようになっている。W 相電圧指令値算出部 99 は、零から U 相電圧指令値  $V_{ua}^*$  および V 相電圧指令値  $V_{va}^*$  を減算することにより W 相電圧指令値  $V_{wa}^*$  を求め、この算出した W 相電圧指令値  $V_{wa}^*$  を 3 相 PWM 変調部 98 に与える。すなわち、3 相 PWM 変調部 98 には、U 相電圧指令値  $V_{ua}^*$ 、V 相電圧指令値  $V_{va}^*$  および W 相電圧指令値  $V_{wa}^*$  が入力されることになる。

【0006】 3 相 PWM 変調部 98 は、それぞれ U 相電圧指令値  $V_{ua}^*$ 、V 相電圧指令値  $V_{va}^*$  および W 相電圧指令値  $V_{wa}^*$  に対応した PWM 信号  $S_u$ 、 $S_v$ 、 $S_w$  を作成し、その作成した PWM 信号  $S_u$ 、 $S_v$ 、 $S_w$  をパワー回路 P に向けて出力する。これにより、パワー回路 P からモータ M の U 相、V 相および W 相に、それぞれ PWM 信号  $S_u$ 、 $S_v$ 、 $S_w$  に応じた電圧  $V_{ua}$ 、 $V_{va}$ 、 $V_{wa}$  が印加され、モータ M から操舵補助に必要なトルクが発生される。

## 【0007】

【発明が解決しようとする課題】 U 相電流指令値  $i_{ua}^*$  および V 相電流指令値  $i_{va}^*$  は、いずれも、ロータ角度

$\theta_{re}$ の変化に従って正弦波状に変動する。また、U相電流  $i_{ua}$  および V相電流  $i_{va}$  は、ロータ角度  $\theta_{re}$  の変化に従って正弦波状に変動する正弦波電流である。そのため、モータ M の回転速度が大きくなると、U相電流  $i_{ua}$  および V相電流  $i_{va}$  の変化がそれぞれ U相電流指令値  $i_{ua}^*$  および V相電流指令値  $i_{va}^*$  の変動に追従できず、U相電流  $i_{ua}$  と U相電流指令値  $i_{ua}^*$  との間、および V相電流  $i_{va}$  と V相電流指令値  $i_{va}^*$  との間に位相ずれを生じるおそれがある。このような位相ずれが生じると、モータ M から適切な大きさのトルクが発生されないために、操舵補助の応答性やハンドルの収斂性の悪化を招き、操舵フィーリングが損なわれるおそれがある。

【0008】また、従来のモータ制御装置が有する他の問題として、電流指令値  $i^*$  が零であるにもかかわらずモータ M に電流が流れるオフセットなどの異常の検出が困難であるといったことがあった。すなわち、U相電流  $i_{ua}$  および V相電流  $i_{va}$  は、正弦波電流であるから、ロータ角度  $\theta_{re}$  によって零となる瞬間（ゼロクロス）がある。したがって、オフセットの有無を正確に検出するには、上記ゼロクロスを受けて U相電流  $i_{ua}$  および V相電流  $i_{va}$  を取得するためにロータ角度  $\theta_{re}$  を常にモニタしておくか、取得した U相電流  $i_{ua}$  および V相電流  $i_{va}$  からモータ M に流れる電流の実効値を演算する必要があった。

【0009】そこで、この発明の目的は、操舵フィーリングを向上できる電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置を提供することである。また、この発明の他の目的は、オフセットなどの異常を容易に検出できる電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置を提供することである。

【0010】

【課題を解決するための手段および発明の効果】上記の目的を達成するための請求項 1 記載の発明は、電動モータ (M) が発生するトルクをステアリング機構 (1) に与えて操舵補助を行う電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置 (C) であって、前記電動モータに与えるべき電流である電流指令値 ( $i_a^*$ ) を設定する電流指令値設定手段 (61, 62) と、この電流指令値設定手段により設定される電流指令値に基づいて、d-q 座標系の d 軸電流指令値 ( $i_{da}^*$ ) および q 軸電流指令値 ( $i_{qa}^*$ ) を設定する d-q 指令値設定手段 (66) と、この d-q 指令値設定手段により設定される d 軸電流指令値および q 軸電流指令値に基づいて、前記電動モータに印加される電圧を制御する電圧制御手段とを含むことを特徴とする、電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置である。

【0011】なお、括弧内の英数字は、後述の実施形態における対応構成要素等を表す。以下、この項において同じである。この発明によれば、電流指令値設定手段によって設定された電流指令値に基づいて、d-q 座標系

の d 軸電流指令値および q 軸電流指令値が設定され、その設定された d 軸電流指令値および q 軸電流指令値に基づいてモータが制御されるようになっている。d-q 座標系の電流指令値である d 軸電流指令値および q 軸電流指令値は、モータのロータ角度とは無関係な直流量である。したがって、三相交流座標系の電流指令値に基づいてモータを制御する従来装置とは異なり、モータの出力トルクが、電流指令値とモータに実際に流れる電流との位相ずれのためにダウンするといったことがない。ゆえに、従来と比較して、操舵補助の応答性やハンドルの収斂性の向上を図ることができ、操舵フィーリングを格段に向上できる。

【0012】なお、請求項 2 に記載のように、前記電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置は、前記電動モータに実際に流れる三相交流電流を検出する電流検出手段 (41, 41u, 41v) と、この電流検出手段によって検出される三相交流電流を d-q 座標系の d 軸電流 ( $i_{da}$ ) および q 軸電流 ( $i_{qa}$ ) に変換する三相交流/d-q 座標変換手段 (68) とをさらに含み、前記電圧制御手段は、前記 d-q 指令値設定手段により設定される d 軸電流指令値および q 軸電流指令値、ならびに前記三相交流/d-q 座標変換手段から出力される d 軸電流および q 軸電流に基づいて、前記電動モータに印加される電圧をフィードバック制御するものであることが好ましい。

【0013】また、前記電圧制御手段は、前記 d-q 指令値設定手段により設定される d 軸電流指令値と前記三相交流/d-q 座標変換手段から出力される d 軸電流との偏差を求める d 軸偏差演算手段 (67d) と、この d 軸偏差演算手段により求められる偏差に基づいて、d-q 座標系の d 軸電圧指令値 ( $V_{da}^*$ ) を設定する d 軸電圧指令値設定手段 (69d, 71d) と、前記 d-q 指令値設定手段により設定される q 軸電流指令値と前記三相交流/d-q 座標変換手段から出力される q 軸電流との偏差を求める q 軸偏差演算手段 (67q) と、この q 軸偏差演算手段により求められる偏差に基づいて、d-q 座標系の q 軸電圧指令値 ( $V_{qa}^*$ ) を設定する q 軸電圧指令値設定手段 (69q, 71q) とをさらに含むことが好ましい。

【0014】さらに、前記電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置は、前記電動モータに生じる速度起電圧を求める速度起電圧演算手段 (70) をさらに含み、前記 d 軸電圧指令値設定手段および q 軸電圧指令値設定手段は、それぞれ前記速度起電圧演算手段により求められる速度起電圧を考慮して d 軸電圧指令値および q 軸電圧指令値を設定するものであることがより好ましく、この場合、速度起電圧の影響による電動モータの出力ダウンを回避でき、操舵フィーリングのさらなる向上を図ることができる。

【0015】請求項 3 記載の発明は、前記三相交流/d

—q座標変換手段から出力されるd軸電流およびq軸電流に基づいて、制御系に異常が生じているか否かを判断する異常判断手段(74)をさらに含むことを特徴とする請求項2記載の電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置である。この発明によれば、異常判断手段は、三相交流／d—q座標変換手段から出力されるd軸電流およびq軸電流に基づいて異常が生じているか否かを判断する。d軸電流およびq軸電流は、ロータ角度とは無関係な直流量であるから、異常判断手段は、ロータ角度と無関係にd軸電流およびq軸電流を取得し、その取得したd軸電流およびq軸電流に基づいて異常の有無を判断できる。これにより、ロータの角度を常にモニタする必要などがなく、異常判断のための処理を簡素化することができる。

#### 【0016】

【発明の実施の形態】以下では、この発明の実施の形態を、添付図面を参照して詳細に説明する。図1は、この発明の一実施形態に係る電動パワーステアリング装置の電氣的構成をステアリング機構の断面構造とともに示すブロック図である。ステアリング機構1は、車幅方向に沿って配置されたラック11と、このラック11にギアボックス17内において啮合するピニオン部を先端に有するピニオン軸12と、ラック11の両端に回動自在に結合されたタイロッド13と、このタイロッド13の先端に回動自在に結合されたナックルアーム14とを備えている。ナックルアーム14は、キングピン15まわりに回動自在に設けられており、このナックルアーム14に操舵輪16が取り付けられている。

【0017】ピニオン軸12の基端部は、ユニバーサルジョイントを介してステアリング軸に結合されており、このステアリング軸の一端には、ハンドル(ステアリングホイール)が固定されている。この構成により、ハンドルを回転させることによって、ラック11がその長手方向に変位し、ナックルアーム14がキングピン15まわりに回動して、操舵輪16の方向が変化する。電動パワーステアリング装置2は、たとえば、ラック11の途中部に関連して設けられた三相ブラシレスモータMを有している。モータMは、車両に固定されたケース21を備えており、このケース21内には、ラック11を取り囲むようにロータ22が配置され、さらに、ロータ22を取り囲むようにステータ23が配置されている。

【0018】ロータ22の一端部には、ボールナット31が連結されている。このボールナット31は、ラック11の途中部に形成されたねじ軸部32に複数のボールを介して螺合していて、これによりボールねじ機構30が形成されている。また、ボールナット31とモータMのケース21との間には、軸受け33、34が介装されており、ケース21とロータ22の他端部付近の間には、軸受け35が介装されている。この構成により、モータMへの通電が行われて、ロータ22にトルクが与

えられると、その与えられたトルクは、ロータ22に連結されたボールナット31に伝達される。ボールナット31に伝達されたトルクは、ボールねじ機構30によってラック11の車幅方向への駆動力に変換される。こうして、モータMから発生するトルクがステアリング機構1に与えられる。

【0019】モータMは、コントローラCによってフィードバック制御されるようになっている。すなわち、コントローラCには、モータMに流れる電流(U相電流 $i_{ua}$ 、V相電流 $i_{va}$ )を検出するモータ電流検出回路41および車速Vを検出する車速センサ42の出力信号が入力されている。また、操舵トルクTを検出するトルクセンサ43の出力信号が位相補償回路44を介して入力されている。この位相補償回路44は、トルクセンサ43の出力信号の位相を進めて、制御系を安定化させるための回路である。コントローラCにはさらに、レゾルバRの出力信号に基づいてロータ角度 $\theta_{re}$ を検出するロータ角度検出回路45の出力信号が入力されている。ロータ角度 $\theta_{re}$ は、モータMのU相電機子巻線の位置を基準とするロータ(界磁)の角度である。コントローラCは、車速センサ42および位相補償回路44の出力信号に基づいてモータMの電流指令値を設定し、さらに、この電流指令値とモータ電流検出回路41の出力信号とに基づいて電圧指令値を設定し、この電圧指令値をモータドライバ50に与える。これにより、モータドライバ50からモータMに適切な電圧が印加され、モータMから操舵補助に必要な十分なトルクが発生する。

【0020】図2は、コントローラCの機能構成を説明するためのブロック図である。コントローラCは、たとえばCPU、RAMおよびROMを含むマイクロコンピュータを備えていて、図2に二点鎖線で示す枠内の各機能手段は、たとえば、CPUがROM内に記憶されているプログラムを実行することにより実現されるようになっている。コントローラCは、車速センサ42の出力信号Vおよび位相補償回路44の出力信号に基づいて目標電流値を演算する目標電流演算部61を備えている。この目標電流演算部61が出力する目標電流値は、加算部62および指示電流方向判定部63に入力されるようになっている。指示電流方向判定部63は、目標電流演算部61から入力される目標電流値の符号を判定し、その判定結果を収斂性補正部64に与える。目標電流値は、たとえば、右方向操舵に対する補助力(右方向トルク)をモータMから発生させる場合に正の符号をとり、左方向操舵に対する補助力(左方向トルク)をモータMから発生させる場合に負の符号をとる。

【0021】収斂性補正部64には、指示電流方向判定部63の判定結果の他に、車速センサ42の出力信号Vと、ロータ角度検出回路45で検出されたロータ角度 $\theta_{re}$ に基づいてロータ角速度 $\omega_{re}$ を演算するロータ角速度演算部65の出力信号とが入力されている。これらの入

力信号に基づき、収斂性補正部 64 は、ハンドルの収斂性を向上させるための収斂性補正値を演算し、その収斂性補正値を加算部 62 に与える。加算部 62 では、目標電流演算部 61 から入力される目標電流値と収斂性補正部 64 から入力される収斂性補正値が足し合わされ、これにより、モータ M の U 相、V 相および W 相に与えるべき電流（正弦波電流）の振幅を表す電流指令値  $I_a^*$  が設定される。

【0022】加算部 62 で設定された電流指令値  $I_a^*$  は、q 軸電流指令値演算部 66 に与えられる。この q 軸電流指令値演算部 66 は、電流指令値  $I_a^*$  に基づい

＊て、d-q 座標系における q 軸電流指令値  $i_{qa}^*$  を演算により求める。d-q 座標系は、モータ M のロータ（永久磁石）と同期して回転する d 軸および q 軸からなる回転直交座標系である。図 3 に示すように、d 軸は、ロータが形成する磁束の方向に沿った軸であり、q 軸は、モータ M が発生するトルクの方

【0023】ここで、三相交流座標を d-q 座標に変換するための変換行列  $[c]$  は、

【0024】

【数 1】

$$[c] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & \cos(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{re} & -\sin(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \dots\dots (1)$$

【0025】であるから、電流指令値  $I_a^*$  を三相分相処理して得られる U 相電流指令値を  $i_{ua}^*$  とし、V 相電流指令値を  $i_{va}^*$  とし、W 相電流指令値を  $i_{wa}^*$  とすると、d-q 座標系の d 軸電流指令値  $i_{da}^*$  および q 軸電流指

※令値  $i_{qa}^*$  は、下記第 (2) 式で表される。

【0026】

【数 2】

$$\begin{bmatrix} i_{da}^* \\ i_{qa}^* \end{bmatrix} = [c] \begin{bmatrix} i_{ua}^* \\ i_{va}^* \\ i_{wa}^* \end{bmatrix} \\ = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & \cos(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{re} & -\sin(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ua}^* \\ i_{va}^* \\ i_{wa}^* \end{bmatrix} \quad \dots\dots (2)$$

【0027】また、U 相電流指令値  $i_{ua}^*$ 、V 相電流指令値  $i_{va}^*$  および W 相電流指令値  $i_{wa}^*$  は、それぞれ下記第 (3)、(4)、(5) 式で表される。

★【0028】

【数 3】

$$i_{ua}^* = I_a^* \sin \theta_{re} \quad \dots\dots (3)$$

$$i_{va}^* = I_a^* \sin(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) \quad \dots\dots (4)$$

$$i_{wa}^* = I_a^* \sin(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}) \quad \dots\dots (5)$$

【0029】そして、これらの第 (3)、(4)、(5) 式を上記第 (2) 式に代入して整理すると、d 軸電流指令値  $i_{da}^*$  および q 軸電流指令値  $i_{qa}^*$  は、下記第 (6) 式のように表すことができる。

$$\begin{bmatrix} i_{da}^* \\ i_{qa}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} I_a^* \end{bmatrix} \quad \dots\dots (6)$$

【0030】

【数 4】

【0031】したがって、q 軸電流指令値演算部 66 は、次の第 (7) 式に従って q 軸電流指令値  $i_{qa}^*$  を算出する。

50 【0032】

【数5】

$$i_{qa}^* = -\sqrt{\frac{3}{2}} I_a^* \quad \dots\dots (7)$$

【0033】 q 軸電流指令値演算部 66 によって算出された q 軸電流指令値  $i_{qa}^*$  は、減算部 67 q に入力されるようになっている。この減算部 67 q には、モータ電流検出回路 41 が検出する U 相電流  $i_{ua}$  および V 相電流  $i_{va}$  を三相交流 / d-q 座標変換して求められる q 軸電流  $i_{qa}$  が入力されている。すなわち、モータ電流検出回路 41 には、モータ M の U 相に実際に流れる電流である \*

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{da} \\ i_{qa} \end{bmatrix} &= [c] \begin{bmatrix} i_{ua} \\ i_{va} \\ i_{wa} \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & \cos(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{re} & -\sin(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ua} \\ i_{va} \\ i_{wa} \end{bmatrix} \\ (i_{wa} &= -i_{ua} - i_{va} \text{ を代入して整理すると、}) \\ &= \sqrt{2} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & \sin \theta_{re} \\ -\cos(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_{re} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ua} \\ i_{va} \end{bmatrix} \quad \dots\dots (8) \end{aligned}$$

【0035】そして、三相交流 / d-q 座標変換部 68 は、三相交流 / d-q 座標変換により得られた q 軸電流  $i_{qa}$  を減算部 67 q に与える。したがって、減算部 67 q からは、q 軸電流  $i_{qa}$  の q 軸電流指令値  $i_{qa}^*$  に対する偏差が出力されることになる。一方、上記第(6)式から、d 軸電流指令値  $i_{da}^*$  は、電流指令値  $I_a^*$  にかかわらず零に設定することが好ましいことが理解できる。そこで、この d 軸電流指令値  $i_{da}^*$  は常に零に設定され、この「d 軸電流指令値  $i_{da}^* = 0$ 」は減算部 67 d に入力されるようになっている。そして、減算部 67 d には、三相交流 / d-q 座標変換部 68 において上記第(8)式に従い、U 相電流  $i_{ua}$  および V 相電流  $i_{va}$  を三相交流 / d-q 座標変換して得られる d 軸電流  $i_{da}$  が入力されている。これにより、減算部 67 d は、d 軸電流  $i_{da}$  の d 軸電流指令値  $i_{da}^*$  に対する偏差を出力することになる。

\* U 相電流  $i_{ua}$  を検出するための U 相電流検出回路 41 u と、モータ M の V 相に実際に流れる電流である V 相電流  $i_{va}$  を検出するための V 相電流検出回路 41 v とが含まれている。これらの U 相電流検出回路 41 u および V 相電流検出回路 41 v の出力信号は、三相交流 / d-q 座標変換部 68 に入力されており、三相交流 / d-q 座標変換部 68 は、下記第(8)式に従って、U 相電流  $i_{ua}$  および V 相電流  $i_{va}$  を d-q 座標系の値に変換する。

【0034】

【数6】

【0036】減算部 67 d, 67 q から出力される偏差は、それぞれ d 軸電流 P I (比例積分) 制御部 69 d および q 軸電流 P I 制御部 69 q に与えられる。P I 制御部 69 d, 69 q は、それぞれ、減算部 67 d, 67 q から入力される偏差に基づいて P I 演算を行い、これにより d 軸電圧基本値  $V'_{da}^*$  および q 軸電圧基本値  $V'_{qa}^*$  を求める。ここで、d-q 座標系で表すモータ M の回路方程式は、下記第(9)式で表されることが知られている。

【0037】

【数7】

$$\begin{bmatrix} V_{da} \\ V_{qa} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + P L_a & -\omega_{re} L_a \\ \omega_{re} L_a & R_a + P L_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{da} \\ i_{qa} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re} \Phi_{fa} \end{bmatrix} \quad \dots\dots (9)$$

ただし、 $V_{da}$  : d 軸電圧

$V_{qa}$  : q 軸電圧

$R_a$  : 電機子巻線抵抗

$P$  : 微分演算子 (d/dt)

$L_a$  : 電機子巻線の自己インダクタンス

$\Phi_{fa}$  : d-q 座標系における電機子巻線鎖交磁束数の最大値

【0038】この第(9)式を展開して整理すると、下記 第(10)式および第(11)式を得ることができる。

$$V_{da} = (R_a + P L_a) i_{da} - \omega_{re} L_a i_{qa} \quad \dots\dots (10)$$

$$V_{qa} = (R_a + P L_a) i_{qa} + \omega_{re} (L_a i_{da} + \Phi_{fa}) \quad \dots\dots (11)$$

上記第(10)式の第2項「 $-\omega_{re} L_a i_{qa}$ 」および上記第(11)式の第2項「 $\omega_{re} (L_a i_{da} + \Phi_{fa})$ 」は、ロータが形成する磁束と電機子巻線を通る電流が形成する磁束により生じる速度起電圧である。上記第(10)式および第(11)式から、速度起電圧「 $-\omega_{re} L_a i_{qa}$ 」および「 $\omega_{re} (L_a i_{da} + \Phi_{fa})$ 」は、それぞれd軸電圧 $V_{da}$ およびq軸電圧 $V_{qa}$ に影響を及ぼすことが判る。したがって、d軸電圧基本値 $V_{da}^*$ およびq軸電圧基本値 $V_{qa}^*$ に基づいてモータMを制御した場合、モータ電流検出回路41の出力信号を三相交流/d-q座標変換して得られるd軸電流 $i_{da}$ およびq軸電流 $i_{qa}$ は、それぞれd軸電流指令値 $i_{da}^*$ およびq軸電流指令値 $i_{qa}^*$ と良好に一致しない。

【0039】そこで、この実施形態では、ロータ角速度演算部65から出力されるロータ角速度 $\omega_{re}$ 、ならびに三相交流/d-q座標変換部68から出力されるd軸電流 $i_{da}$ およびq軸電流 $i_{qa}$ に基づいて、速度起電圧「 $-\omega_{re} L_a i_{qa}$ 」および「 $\omega_{re} (L_a i_{da} + \Phi_{fa})$ 」の影響を排除するための非干渉化制御が行われる。すなわち、ロータ角速度演算部65から出力されるロータ角速度 $\omega_{re}$ 、ならびに三相交流/d-q座標変換部68から出力されるd軸電流 $i_{da}$ およびq軸電流 $i_{qa}$ が、非干渉化\*

\*制御部70に入力されるようになっており、この非干渉化制御部70によって、速度起電圧「 $-\omega_{re} L_a i_{qa}$ 」および「 $\omega_{re} (L_a i_{da} + \Phi_{fa})$ 」が演算される。そして、この速度起電圧「 $-\omega_{re} L_a i_{qa}$ 」および「 $\omega_{re} (L_a i_{da} + \Phi_{fa})$ 」が、それぞれ、加算部71d、71qにおいてd軸電圧基本値 $V_{da}^*$ およびq軸電圧基本値 $V_{qa}^*$ と足し合わされ、その演算結果がd軸電圧指令値 $V_{da}^*$ およびq軸電圧指令値 $V_{qa}^*$ とされる。

【0040】d軸電圧指令値 $V_{da}^*$ およびq軸電圧指令値 $V_{qa}^*$ は、d-q/三相交流座標変換部72に入力されるようになっている。このd-q/三相交流座標変換部72にはまた、ロータ角度検出回路45で検出されるロータ角度 $\theta_{re}$ が入力されており、d-q/三相交流座標変換部72は、下記第(12)式に従って、d軸電圧指令値 $V_{da}^*$ およびq軸電圧指令値 $V_{qa}^*$ を三相交流座標系の指令値 $V_{ua}^*$ 、 $V_{va}^*$ に変換する。そして、その得られたU相電圧指令値 $V_{ua}^*$ およびV相電圧指令値 $V_{va}^*$ を、モータドライバ50に備えられた3相PWM変調部51に入力する。

【0041】

【数8】

$$\begin{bmatrix} V_{va}^* \\ V_{ua}^* \\ V_{wa}^* \end{bmatrix} = [c]^{-1} \begin{bmatrix} V_{da}^* \\ V_{qa}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & -\sin \theta_{re} \\ \cos (\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin (\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos (\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin (\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{da}^* \\ V_{qa}^* \end{bmatrix} \quad \dots\dots (12)$$

【0042】ただし、W相電圧指令値 $V_{wa}^*$ は、d-q 三相交流座標変換部72では算出されず、d-q/三 50 \*およびV相電圧指令値 $V_{va}^*$ に基づいて、W相電圧指令



値算出部 73 において算出される。すなわち、W 相電圧指令値算出部 73 には、d-q/三相交流座標変換部 72 から U 相電圧指令値  $V_{us}^*$  および V 相電圧指令値  $V_{vs}^*$  が入力されており、W 相電圧指令値算出部 73 は、零から U 相電圧指令値  $V_{us}^*$  および V 相電圧指令値  $V_{vs}^*$  を減算することにより W 相電圧指令値  $V_{ws}^*$  を求める。

【0043】なお、このように W 相電圧指令値  $V_{ws}^*$  を d-q/三相交流座標変換部 72 で算出せずに、W 相電圧指令値算出部 73 で算出するのは、上記第(12)式に従った演算を行うことによる CPU への負担を避けるためである。したがって、CPU の演算速度が十分である場合には、d-q/三相交流座標変換部 72 で W 相電圧指令値  $V_{ws}^*$  を算出するようにしてもよい。W 相電圧指令値算出部 73 で算出された W 相電圧指令値  $V_{ws}^*$  は、U 相電圧指令値  $V_{us}^*$  および V 相電圧指令値  $V_{vs}^*$  と同様に 3 相 PWM 変調部 51 に与えられる。3 相 PWM 変調部 51 は、それぞれ U 相電圧指令値  $V_{us}^*$ 、V 相電圧指令値  $V_{vs}^*$  および W 相電圧指令値  $V_{ws}^*$  に対応した PWM 信号  $S_u$ 、 $S_v$ 、 $S_w$  を作成し、その作成した PWM 信号  $S_u$ 、 $S_v$ 、 $S_w$  をパワー回路 52 に向けて出力する。これにより、パワー回路 52 からモータ M の U 相、V 相および W 相に、それぞれ PWM 信号  $S_u$ 、 $S_v$ 、 $S_w$  に応じた電圧  $V_{ua}$ 、 $V_{va}$ 、 $V_{wa}$  が印加され、モータ M から操舵補助に必要なトルクが発生される。

【0044】以上のようにこの実施形態によれば、車速 V や操舵トルク T などに応じて設定された電流指令値  $I_a^*$  に基づいて、d-q 座標系の d 軸電流指令値  $i_{ds}^*$  および q 軸電流指令値  $i_{qs}^*$  が設定され、その設定された d 軸電流指令値  $i_{ds}^*$  および q 軸電流指令値  $i_{qs}^*$  に基づいてモータ M が制御されるようになっている。d 軸電流指令値  $i_{ds}^*$  および q 軸電流指令値  $i_{qs}^*$  は、上記第(6)式から理解できるようにロータ角度  $\theta_{re}$  とは無関係である。したがって、三相交流座標系の電流指令値に基づいてモータ M を制御する従来装置とは異なり、モータ M の出力トルクが、電流指令値とモータ M に実際に流れる電流との位相ずれのためにダウンするといったことがない。ゆえに、従来と比較して、操舵補助の応答性やハンドルの収斂性の向上を図ることができ、操舵フィーリングを格段に向上できる。

【0045】さらに、この実施形態では、ロータが形成する磁束と電機子巻線を流れる電流が形成する磁束によりモータ M に生じる速度起電圧が演算され、この速度起電圧を考慮して d 軸電圧指令値  $V_{ds}^*$  および q 軸電圧指令値  $V_{qs}^*$  が設定される（非干渉化制御）。これにより、速度起電圧の影響によるモータ M の出力ダウンを回避でき、操舵フィーリングのさらなる向上を図ることができる。また、この実施形態では、オフセットなどの異常が生じているか否かを判断するための異常判断部 74 が備えられており、この異常判断部 74 は、三相交流/d-q 座標変換部 68 から出力される d 軸電流  $i_{ds}$  およ

び q 軸電流  $i_{qs}$  に基づいて異常が生じているか否かを判断するようになっている。d 軸電流  $i_{ds}$  および q 軸電流  $i_{qs}$  は、U 相電流  $i_{ua}$ 、V 相電流  $i_{va}$  および W 相電流  $i_{wa}$  の振幅を  $I_a$  とすると、下記第(13)式のように表すことができ、ロータ角度  $\theta_{re}$  とは無関係であることが理解できる。したがって、異常判断部 74 は、ロータ角度  $\theta_{re}$  とは無関係に d 軸電流  $i_{ds}$  および q 軸電流  $i_{qs}$  を取得し、その取得した d 軸電流  $i_{ds}$  および q 軸電流  $i_{qs}$  に基づいて異常の有無を判断できる。また、モータ M に流れる電流の実効値を演算する必要もない。

【0046】

【数 9】

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} I_a \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (13)$$

【0047】以上、この発明の一実施形態について説明したが、この発明は、他の形態で実施することも可能である。たとえば、上述の実施形態では、PI 制御が適用された場合を例にあげたが、この PI 制御に代えて、PID（比例積分微分）制御が適用されてもよい。その他、特許請求の範囲に記載された事項の範囲で種々の設計変更を施すことができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】この発明の一実施形態に係る電動パワーステアリング装置の構成を示すブロック図である。

【図 2】コントローラ（モータ制御装置）の機能構成を説明するためのブロック図である。

【図 3】d-q 座標系について説明するための図である。

【図 4】従来の電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置の要部構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

- 1 ステアリング機構
- 2 電動パワーステアリング装置
- 41 モータ電流検出回路（電流検出手段）
- 61 目標電流演算部（電流指令値設定手段）
- 62 加算部（電流指令値設定手段）
- 66 q 軸電流指令値演算部（d-q 指令値設定手段）
- 67 d 減算部（d 軸偏差演算手段、電圧制御手段）
- 67 q 減算部（q 軸偏差演算手段、電圧制御手段）
- 68 三相交流/d-q 座標変換部（三相交流/d-q 座標変換手段）
- 69 d d 軸電流 PI 制御部（d 軸電圧指令値設定手段、電圧制御手段）
- 69 q q 軸電流 PI 制御部（q 軸電圧指令値設定手段、電圧制御手段）
- 70 非干渉化制御部（速度起電圧演算手段）
- 71 d 加算部（d 軸電圧指令値設定手段、電圧制御手

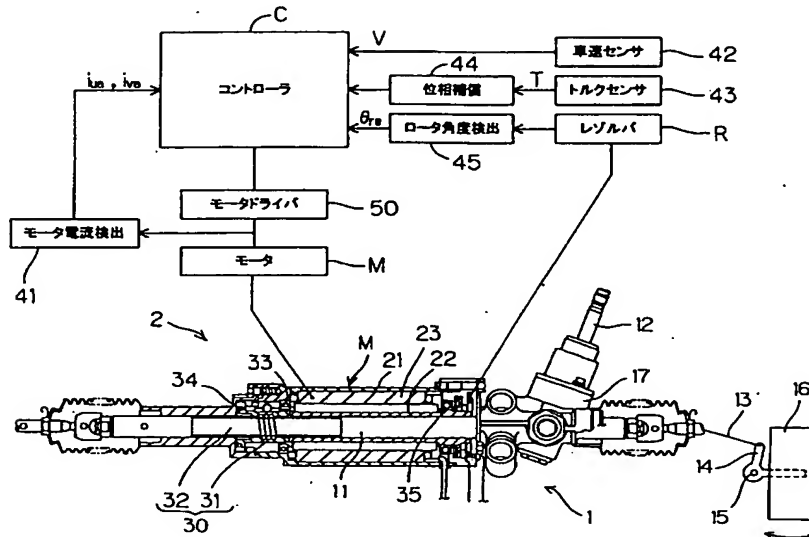
15

16

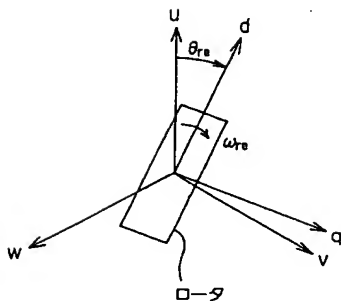
段)  
 7 1  $\dot{q}$  加算部 (q 軸電圧指令値設定手段、電圧制御手段)  
 7 2 d-q / 三相交流座標変換部 (電圧制御手段)

7 3 W相電圧指令値算出部 (電圧制御手段)  
 7 4 異常判断部 (異常判断手段)  
 C コントローラ (モータ制御装置)  
 M 三相ブラシレスモータ (電動モータ)

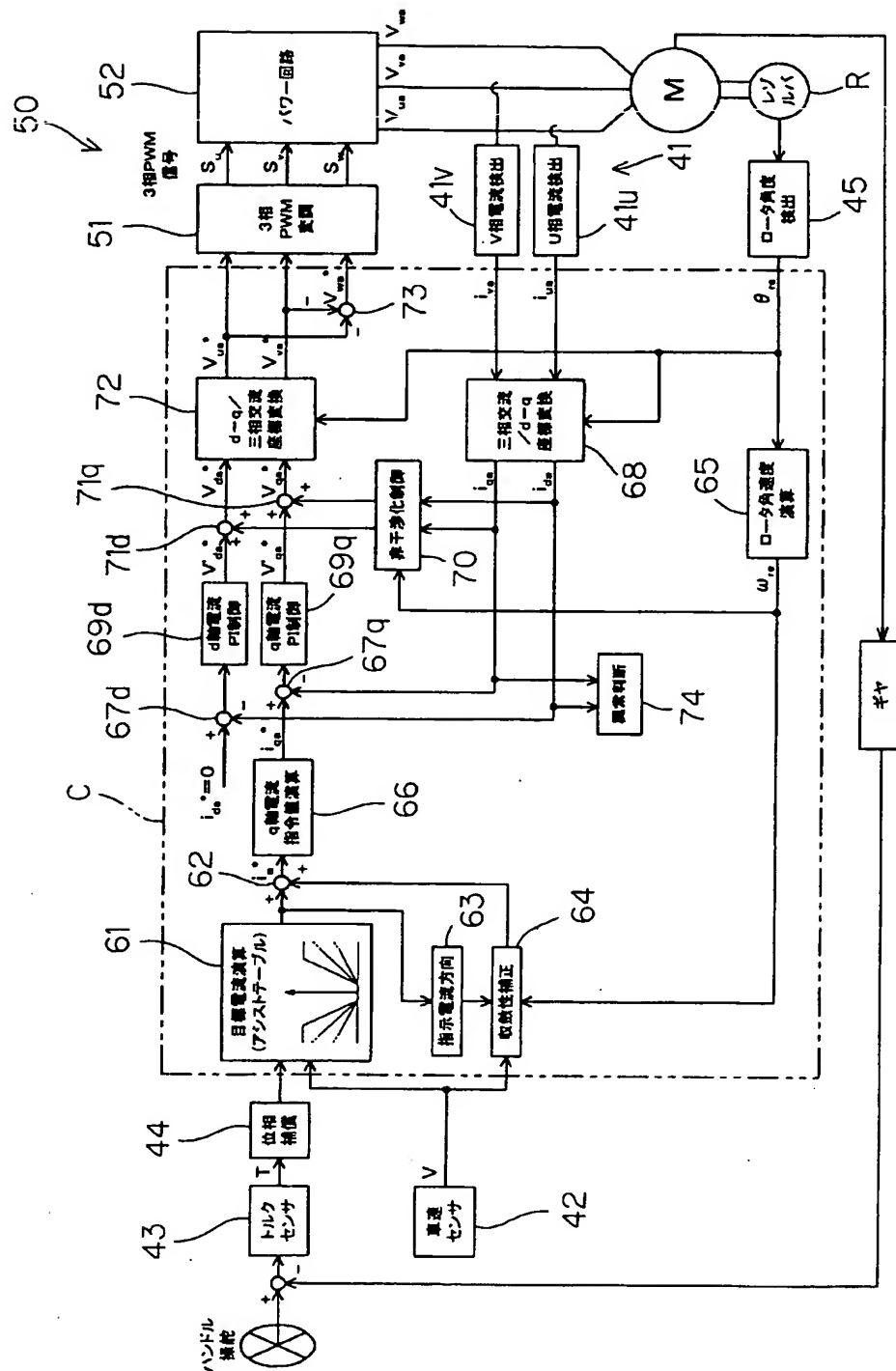
【図 1】



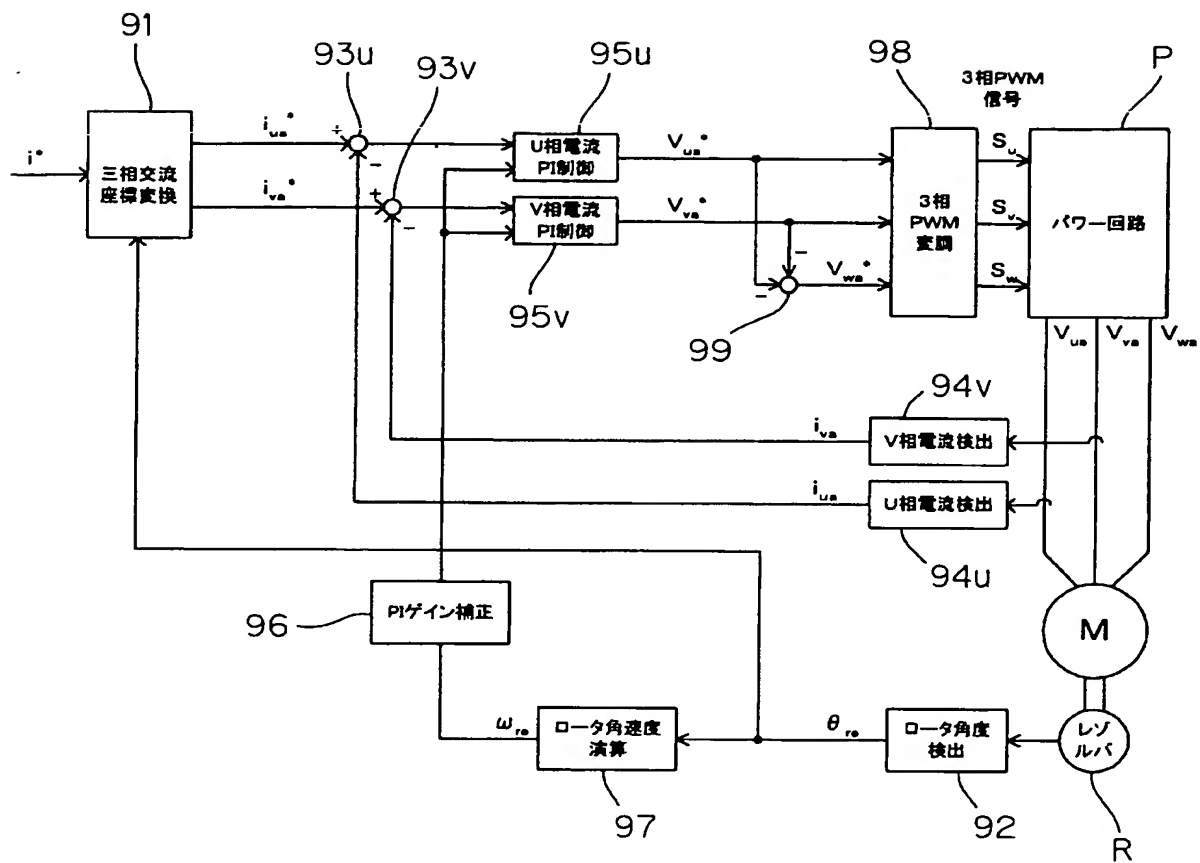
【図 3】



【図2】



【図4】



フロントページの続き

Fターム(参考) 3D033 CA03 CA13 CA16 CA20 CA23  
CA28 CA31  
5H576 AA15 BB06 BB10 DD02 DD07  
EE01 EE11 GG04 HB01 JJ03  
JJ17 JJ23 JJ24 JJ25 KK06  
LL12 LL22 LL38 LL41 LL55  
LL58 LL60 PP01